



PCT

特許協力条約に基づいて公開された国際出願

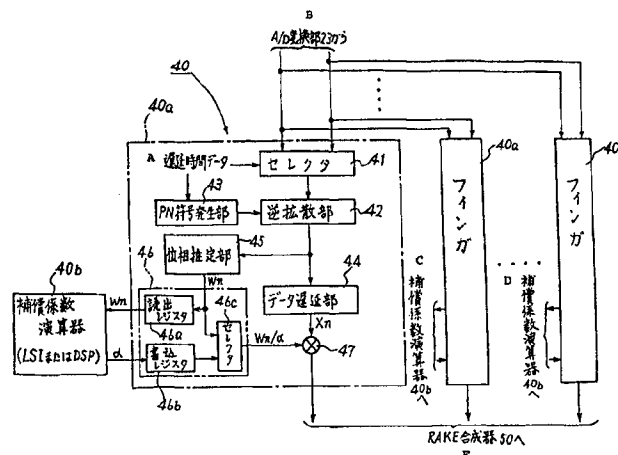
<p>(51) 国際特許分類 H04J 13/00</p>	<p>A1</p>	<p>(11) 国際公開番号 WO00/31909</p> <p>(43) 国際公開日 2000年6月2日(02.06.00)</p>
<p>(21) 国際出願番号 PCT/JP98/05215</p> <p>(22) 国際出願日 1998年11月19日(19.11.98)</p> <p>(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) 三菱電機株式会社 (MITSUBISHI DENKI KABUSHIKI KAISHA)[JP/JP] 〒100-8310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 Tokyo, (JP)</p> <p>(72) 発明者 ; および (75) 発明者 / 出願人 (米国についてのみ) 田中豊久(TANAKA, Toyohisa)[JP/JP] 〒100-8310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo, (JP)</p> <p>(74) 代理人 弁理士 宮田金雄, 外(MIYATA, Kanco et al.) 〒100-8310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo, (JP)</p>		<p>(81) 指定国 CN, JP, KR, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE)</p> <p>添付公開書類 国際調査報告書</p>

(54) Title: RECEIVER AND DEMODULATOR APPLIED TO MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

(54) 発明の名称 移動通信システムに適用される受信装置および復調器

(57) Abstract

A receiver applicable to a mobile communication system, whose circuit scale is small. Each of a plurality of fingers has a phase estimating unit, and determines a phase estimation value on the basis of a demodulation signal from a despreading unit. The phase estimation value is supplied to a compensation coefficient computing unit via an I/O unit. On the basis of the phase estimation value, the compensation coefficient computing unit determines a weight/phase compensation coefficient which realizes both weight control and phase compensation. Each of the fingers has a phase compensating unit, which multiplies a delay-compensated demodulation signal by the determined weight/phase compensation coefficient. As a result, weight control and phase compensation are simultaneously achieved. The circuit scale is small compared with that of a receiver where the weight control and the phase compensation control are performed by different circuits.



- |  |                                |
|--|--------------------------------|
| A ... DELAY TIME DATA  | 41 ... SELECTOR                |
| B ... FROM A/D CONVERTER 23                                  | 42 ... DESPREADING UNIT        |
| C ... TO COMPENSATION COEFFICIENT COMPUTING UNIT 40b         | 43 ... PN CODE GENERATING UNIT |
| D ... TO COMPENSATION COEFFICIENT COMPUTING UNIT 40b         | 44 ... DATA DELAYING UNIT      |
| F ... TO RAKE SYNTHESIZER 50                                 | 45 ... PHASE ESTIMATING UNIT   |
| 40a ... FINGER   | 46a ... READ REGISTER          |
| 40b ... COMPENSATION COEFFICIENT COMPUTING UNIT (LSI or DSP) | 46b ... WRITE REGISTER         |
|  | 46c ... SELECTOR               |

回路規模を縮小できる移動通信システムに適用される受信装置を提供する。

複数のフィンガは、それぞれ、位相推定部を有している。位相推定部は、逆拡散部により復元された復調信号に基づいて、位相推定値を求める。位相推定値は、I/O部を介して補償係数演算器に与えられる。補償係数演算器は、位相推定値に基づいて、ウェイト制御および位相補償制御の両方を実現するウェイト/位相補償係数を求める。フィンガは、1つの位相補償部を有し、この位相補償部において、求められたウェイト/位相補償係数を遅延補償後の復調信号に乗じる。その結果、ウェイト制御および位相補償が同時に達成される。このように、ウェイト制御および位相補償制御をそれぞれ別回路で行う場合に比べて、回路規模を縮小することができる。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AE	アラブ首長国連邦	DM	ドミニカ	KZ	カザフスタン	RU	ロシア
AL	アルバニア	EE	エストニア	LC	セントルシア	SD	スーダン
AM	アルメニア	ES	スペイン	LI	リヒテンシュタイン	SE	スウェーデン
AT	オーストリア	FI	フィンランド	LK	スリ・ランカ	SG	シンガポール
AU	オーストラリア	FR	フランス	LR	リベリア	SI	スロヴェニア
AZ	アゼルバイジャン	GA	ガボン	LS	レソト	SK	スロヴァキア
BA	ボスニア・ヘルツェゴビナ	GB	英国	LT	リトアニア	SL	シエラ・レオネ
BB	バルバドス	GD	グレナダ	LU	ルクセンブルグ	SN	セネガル
BE	ベルギー	GE	グルジア	LV	ラトヴィア	SZ	スワジランド
BF	ブルキナ・ファソ	GH	ガーナ	MA	モロッコ	TD	チャード
BG	ブルガリア	GM	ガンビア	MC	モナコ	TG	トーゴ
BJ	ベナン	GN	ギニア	MD	モルドヴァ	TJ	タジキスタン
BR	ブラジル	GW	ギニア・ビサウ	MG	マダガスカル	TZ	タンザニア
BY	ベラルーシ	GR	ギリシャ	MK	マケドニア旧ユーゴスラヴィア共和国	TM	トルクメニスタン
CA	カナダ	HR	クロアチア	ML	マリ	TR	トルコ
CF	中央アフリカ	HU	ハンガリー	MN	モンゴル	TT	トリニダード・トバゴ
CG	コンゴ	ID	インドネシア	MR	モーリタニア	UA	ウクライナ
CH	スイス	IE	アイルランド	MW	マラウイ	UG	ウガンダ
CI	コートジボアール	IL	イスラエル	MX	メキシコ	US	米国
CM	カメルーン	IN	インド	NE	ニジェール	UZ	ウズベキスタン
CN	中国	IS	アイスランド	NL	オランダ	VN	ヴェトナム
CR	コスタ・リカ	IT	イタリア	NO	ノルウェー	YU	ユーゴスラビア
CU	キューバ	JP	日本	NZ	ニュージーランド	ZA	南アフリカ共和国
CY	キプロス	KE	ケニア	PL	ポーランド	ZW	ジンバブエ
CZ	チェコ	KG	キルギスタン	PT	ポルトガル		
DE	ドイツ	KP	北朝鮮	RO	ルーマニア		
DK	デンマーク	KR	韓国				

## 明 細 書

移動通信システムに適用される受信装置および復調器

## 5 技術分野

この発明は、C D M A (Code Division Multiple Access)を通信アクセス方式とするセルラシステムの基地局などに適用され、アンテナ技術として信号処理をディジタル的に実行するディジタルビームフォーミング (Digital Beam Forming)を用いた受信装置およびこのような受信装置に適用される復調器に関する。

## 背景技術

近年、次世代のセルラシステムにおける通信アクセス方式としてC D M A (Code Division Multiple Access)と呼ばれる方式の開発が行われている。C D M Aは、複数のユーザが同一の周波数帯でアクセスするとともに、各ユーザの分離を各ユーザごとに異なるコードで行うようにしたものである。

このC D M A方式のセルラシステムによれば、同一周波数帯を複数のユーザで共用するから、T D M A (Time Division Multiple Access)およびF D M A (Frequency Division Multiple Access)に比べて、周波数利用効率の改善を見込むことができる。

一方、最近では、将来の加入者の急激な増大を考慮し、さらなる加入者容量の増加が望まれている。この要求を満足するために、C D M Aを適用することが考えられる。この場合、C D M Aの特徴を最大限に利用するためには、同一セル内の各移動局の拡散符号が完全には直交していないことに起因する同一チャネル干渉、および、他セルにおいて同一周

波数を使用する移動局からの干渉を抑圧する必要がある。

そこで、このCDMA方式のセルラシステムに対してデジタルビームフォーミング (Digital Beam Forming ; 以下「DBF」という。)を用いることが検討されている。DBFは、複数の素子アンテナにより受信された信号にウェイトをかけて合成することにより、アンテナのビーム (指向性) を希望波の到来方向に向けたり、アンテナのヌル点を不要波の到来方向に向けたりするものである。

このDBFによれば、不要波の受信電力を極めて小さく抑えることができるから、同一チャネル干渉および隣接チャネル干渉などの発生を抑えることができる。したがって、DBFをCDMA方式のセルラシステムに適用すれば、同一セル内での干渉量を抑えることができる。そのため、他ユーザからの干渉に起因する加入者容量の低下を改善することができる。

CDMA方式のセルラシステムにDBFを適用する構成の従来例としては、たとえば、”DS-CDMAにおける判定帰還型コヒーレント適応ダイバーシチの特性 田中他 信学技報 RCS96-102(1996-11)”に開示されている。

第7図は、上記従来文献に開示されている受信装置の内部構成を示すブロック図である。この受信装置は、複数の素子アンテナごとに指向性制御のためのウェイト制御処理を実行するいわゆるエレメントスペース方式のものである。この受信装置は、複数のバスごとに設けられた複数のフィンガ80および各フィンガ80の出力をRAKE (最大比) 合成するRAKE合成部90を備えている。RAKE合成部90の出力は、データ判定に供される。

フィンガ80は、マッチドフィルタ (MF) 81を有している。マッチドフィルタ81は、各素子アンテナにそれぞれ対応するデジタル出

力信号をそれぞれ逆拡散し、復調信号を得る。この復調信号は、ビームフォーミング部 8 2 に与えられる。ビームフォーミング部 8 2 は、複数のウェイト演算部 8 3 を有している。

- 各ウェイト演算部 8 3 は、各素子アンテナに対応する復調信号に対してウェイト制御部 8 4 から与えられるウェイト係数をそれぞれ乗じる。各ウェイト演算部 8 3 の出力は、合成部 8 5 において合成される。その結果、合成復調信号が作成される。合成復調信号は、希望波に対する受信感度が高く、干渉波に対する受信感度が低い指向性を持つアンテナにより受信した信号と同等のものである。
- 10 合成復調信号は、位相補償部 8 6 に与えられる。合成復調信号は、また、位相推定部 8 7 に与えられる。位相推定部 8 7 は、合成復調信号に基づいて位相推定値を求める。位相補償部 8 6 は、位相推定部 8 7 において求められた位相推定値に基づいて、合成復調信号に対して伝搬路でのフェージングを補償する位相補償制御を実行する。その結果、合成復調信号の位相が調整される。R A K E 合成部 9 0 には、この位相補償が
- 15 施された後の合成復調信号が与えられる。

#### 発明の開示

- しかしながら、上述の技術では、素子アンテナの復調信号に対するウェイト処理および位相補償処理をそれぞれウェイト演算部 8 3 および位相補償部 8 6 の別回路で行っている。したがって、回路規模が大きくなるという問題があった。
- 20

- そこで、この発明の目的は、回路規模を縮小できる移動通信システムに適用される受信装置およびこの受信装置に備えられる復調器を提供することである。
- 25

この目的を達成するためのこの発明は、C D M A を採用した移動通信

システムに適用される受信装置であって、アンテナと、このアンテナのアンテナ出力信号をディジタル信号に変換するA/D変換器と、上記アンテナのアンテナ出力信号に基づいて、伝搬経路を検索するパス検索器と、上記A/D変換器から出力されるディジタル信号を入力信号とする  
5 複数のフィンガと、この複数のフィンガの各出力信号を合成する合成器とを備え、上記フィンガは、上記A/D変換器から出力されるディジタル信号のうち上記パス検索器により検索された伝搬経路に対応するディジタル信号を逆拡散して復調信号を作成する復元手段と、この復元手段により作成された復調信号に基づいて位相推定値を求める位相推定手段  
10 と、この位相推定手段により求められた位相推定値に基づいて得られるウェイト制御および位相補償制御を同時に実現するためのウェイト/位相補償係数を上記復調信号に乗算し、当該フィンガの出力信号を得る1つの補償手段とを含むものであることを特徴とする移動通信システムに適用される受信装置である。

15 なお、上記アンテナは、複数の素子アンテナを含むものであることが好ましく、また、この複数の素子アンテナから出力される信号の位相を調整することにより、複数の方向に向く複数の副ビームを形成し、各副ビームに対応する信号をアンテナ出力信号として出力する固定ビーム形成器をさらに備えることが好ましく、この場合、上記A/D変換器は、  
20 上記固定ビーム形成器から出力される各副ビームに対応するアンテナ出力信号をディジタル信号に変換するものであることが好ましい。

また、上記アンテナは、複数の素子アンテナを含むものであることが好ましく、また、上記A/D変換器は、上記各素子アンテナのアンテナ出力信号をディジタル信号に変換するものであることが好ましく、この  
25 場合、上記フィンガに含まれる復元手段、位相推定手段および補償手段は、各素子アンテナごとに複数設けられており、上記A/D変換器から

出力される各素子アンテナにそれぞれ対応し、かつ上記パス検索器により検索された伝搬経路に対応するデジタル信号をそれぞれ処理対象とするものであることが好ましい。

また、この発明は、CDMAを採用した移動通信システムに適用される受信装置であって、アンテナ出力信号に対応するデジタル信号を作成する機能、アンテナ出力信号に基づいて伝搬経路を検索する機能およびフィンガ出力信号を合成する機能を有する受信装置に備えられ、複数のフィンガを有する復調器において、上記各フィンガは、それぞれ、上記デジタル信号のうち上記検索されたパスに対応するデジタル信号を逆拡散して復調信号を作成する復元手段と、この復元手段により作成された復調信号に基づいて位相推定値を求める位相推定手段と、この位相推定手段により求められた位相推定値に基づいて得られるウェイト制御および位相補償制御を同時に実現するためのウェイト／位相補償係数を上記復調信号に乗算し、当該フィンガの出力信号を得る1つの補償手段とを含むことを特徴とする復調器である。

この発明によれば、ウェイト／位相補償係数に基づいて1つの補償手段によりウェイト制御および位相補償制御を同時に実現している。したがって、ウェイト制御および位相補償制御を別回路で行う場合に比べて、回路規模を縮小することができる。そのため、安価な受信装置を提供することができる。

さらに、上記発明においては、上記複数のフィンガにおいてそれぞれ求められた位相推定値に基づいて、上記ウェイト／位相補償係数を各フィンガごとに時分割でそれぞれ求め、この求められた各ウェイト／位相補償係数を各フィンガにそれぞれ与える1つの補償係数演算器をさらに備えることが好ましい。

この発明によれば、各フィンガにおいてそれぞれ用いられる複数のウ

エイト／位相補償係数を１つの補償係数演算器により求める。したがって、各フィンガごとに補償係数演算器を備える構成に比べて、回路規模を縮小することができる。そのため、全体として、回路規模の縮小を一層図ることができる。ゆえに、一層安価な受信装置を提供することができる。

#### 図面の簡単な説明

第１図は、この発明の実施形態１に係る受信装置または復調器が適用されるセルラシステムの概略構成を示す図である。

10 第２図は、基地局の受信装置の内部構成を示すブロック図である。

第３図は、マルチビームフォーマの内部構成を示す回路図である。

第４図は、ビームパターンを示す図である。

第５図は、復調器の内部構成を示すブロック図である。

15 第６図は、この発明の実施形態２に係る受信装置または復調器が適用されるセルラシステムに備えられる基地局の受信装置の内部構成を示すブロック図である。

第７図は、従来の基地局の受信装置の内部構成を示すブロック図である。

#### 20 発明を実施するための最良の形態

以下では、この発明の実施の形態を、添付図面を参照して詳細に説明する。

##### 実施の形態１．

25 第１図は、この発明の受信装置または復調器が適用される基地局を含むセルラシステムの構成を示す概念図である。このセルラシステムは、C D M A（Code Division Multiple Access）を通信アクセス方式とする



ものである。このセルラシステムは、複数の携帯電話機 1 と、携帯電話機 1 と無線回線で接続される複数の基地局 2 と、複数の基地局 2 同士を有線回線で接続する通信回線網 3 とを備えている。携帯電話機 1 および基地局 2 は、いずれも、送信装置および受信装置を備えている。この構成により、携帯電話機 1 は、基地局 2 および通信回線網 3 を介して、他の携帯電話機 1 と通信をすることができる。

第 2 図は、基地局 2 の受信装置の電氣的構成を示すブロック図である。基地局 2 の受信装置 4 は、アンテナ技術として D B F (Digital Beam Forming) を適用している。すなわち、受信装置 4 は、C D M A に D B F を適用した構成となっている。受信装置 4 は、いわゆるビームスペース方式のもので、アンテナ 1 0、固定ビーム生成器 2 0、パス検索器 3 0、 $n$  ( $n$  は整数。たとえば  $n = 8$ ) 個のフィンガ 4 0 a を有する復調器 4 0 および R A K E 合成器 5 0 を備えている。

受信装置 4 は、固定ビーム生成器 2 0 によりマルチビームをアンテナ 1 0 のビームとして生成する。また、受信装置 4 は、パス検索器 3 0 により検索される有効パス (有効伝搬経路) のアンテナ出力信号を復調器 4 0 に与える。さらに、受信装置 4 は、復調器 4 0 において上記アンテナ出力信号に対してウェイト制御および位相補償制御を施して復調信号を復元する。そして、これら復調信号を R A K E 合成器 5 0 において R A K E 合成することにより、最終的な復調信号に相当する R A K E 合成信号を得る。

アンテナ 1 0 は、4 つ素子アンテナ 1 0 a、1 0 b、1 0 c、1 0 d を含む。4 つの素子アンテナ 1 0 a ~ 1 0 d は、たとえば平面的に並列に配置される。固定ビーム生成器 2 0 は、マルチビームを生成するとともに、復調器 4 0 のための前処理を実行する。固定ビーム生成器 2 0 は、マルチビームフォーマ 2 1 を備えている。マルチビームフォーマ 2 1 は、

各素子アンテナ 10 a ~ 10 d のアンテナ出力信号の位相をそれぞれ調整することにより、複数の副ビームを含む固定マルチビームを生成する。

第 3 図は、マルチビームフォーマ 21 の内部構成を示す回路図である。第 3 図では、固定のマルチビームとして 2 つの副ビームを生成する場合を想定している。マルチビームフォーマ 21 は、4 つの素子アンテナ 10 a ~ 10 d にそれぞれ接続された 4 つの分配器 24 a、24 b、24 c、24 d を備えている。各分配器 24 a ~ 24 d には、第 1 給電ライン 25 a、25 b、25 c および 25 d ならびに第 2 給電ライン 26 a、26 b、26 c および 26 d の一端がそれぞれ接続されている。各給電ライン 25 a ~ 25 d および 26 a ~ 26 d の他端は、第 1 合成器 27 A および第 2 合成器 27 B にそれぞれ接続されている。

第 1 給電ライン 25 a ~ 25 d の途中部には、第 1 移相器 28 a、28 b、28 c、28 d がそれぞれ介装されている。第 2 給電ライン 26 a ~ 26 d の途中部には、第 2 移相器 29 a、29 b、29 c、29 d がそれぞれ介装されている。第 1 移相器 28 a ~ 28 d および第 2 移相器 29 a ~ 29 d は、それぞれ固有の移相量を有している。一例を示せば、第 1 移相器 28 a ~ 28 d は、 $\exp(j3\pi/8)$ 、 $\exp(j\pi/8)$ 、 $\exp(-j\pi/8)$  および  $\exp(-j3\pi/8)$  の移相量をそれぞれ有する。第 2 移相器 29 a ~ 29 d は、 $\exp(-j3\pi/8)$ 、 $\exp(-j\pi/8)$ 、 $\exp(j\pi/8)$  および  $\exp(j3\pi/8)$  の移相量をそれぞれ有する。

この場合、第 1 合成器 27 A および第 2 合成器 27 B は、それぞれ、下記(1)式および(2)式に示されるアンテナ出力信号 g 1 および g 2 を作成する。ただし、下記(1)式および(2)式において、a1、a2、a3 および a4 は、それぞれ、各素子アンテナ 10 a ~ 10 d のアンテナ出力を表している。

$$g\ 1 = \exp(j3\pi/8) \times a1 + \exp(j\pi/8) \times a2$$

$$+ \exp(-j\pi/8) \times a_3 + \exp(-j3\pi/8) \times a_4 \quad \dots(1)$$

$$g_2 = \exp(-j3\pi/8) \times a_1 + \exp(-j\pi/8) \times a_2$$

$$+ \exp(j\pi/8) \times a_3 + \exp(j3\pi/8) \times a_4 \quad \dots(2)$$

その結果、アンテナ 10 のビームパターンは、たとえば第 4 図(a)に示すように、それぞれ±15度に配置される半値幅30度の2つの副ビームSB1、SB2を有することになる。

なお、マルチビームフォーマ21は、上述のようなアナログ処理によりビームを形成するものだけでなく、たとえばデジタル処理によりビームを形成するものであってもよい。この場合、後述するA/D変換部23はマルチビームフォーマ21の前段に備えられ、後述の周波数変換部22における周波数変換処理もデジタル的に行われることになる。

第2図に戻って、固定ビーム生成器20は、また、周波数変換部22を備えている。周波数変換部22は、マルチビームフォーマ21から出力された2つのアンテナ出力信号g1、g2の周波数を高周波から中間周波に変換する。周波数変換部22は、たとえば、低ノイズ増幅器、DCコンバータ、帯域通過フィルタ、AGC回路および増幅器を有する。周波数変換後のアンテナ出力信号は、アナログ/デジタル変換部(以下「A/D変換部」という。)23に与えられる。A/D変換部23は、中間周波の各アンテナ出力信号をデジタル信号にそれぞれ変換する。

パス検索器30は、大きな受信電力の電波の伝搬経路を有効パスとして検出する。より詳述すれば、パス検索器30は、A/D変換部23から出力されるデジタル信号に含まれるパイロットシンボルに基づいて、電力ピークおよび当該電力ピークの現れる遅延時間を検出する。その後、この検出された電力ピークのうち所定のしきい値以上のものを抽出する。こうして、上記しきい値以上の電力ピークに対応する遅延時間を有効パスとして得る。

バス検索器 30 は、この求められた有効バスデータ（遅延時間データ）を復調器 40 の各フィンガ 40 a に与える。この場合、有効バス数とフィンガ数とが等しいときは、各有効バスに対応する遅延時間データを各フィンガ 40 a にそれぞれ与える。一方、有効バス数がフィンガ数より  
5 も大きいときには、バス検索器 30 は、1 つの遅延時間データを 2 以上のフィンガ 40 a に与える。

このように、バス検索器 30 は、有効バスに対応するデジタル信号だけをフィンガ 40 a に与える。したがって、フィンガ 40 a では、受信電力の大きな信号のみに基づいて復調処理を行うことができる。その  
10 ため、復調精度の向上を図ることができる。

第 5 図は、復調器 40 の内部構成を示すブロック図である。上述したように、復調器 40 は  $n$  個のフィンガ 40 a を有する。各フィンガ 40 a の内部構成は同一なので、以下では、1 つのフィンガ 40 a を例にとって説明する。

15 フィンガ 40 a は、セレクタ 41 を備えている。セレクタ 41 は、A/D 変換部 23 から出力されたデジタル信号の中からバス検索器 30 から与えられる遅延時間データに対応するデジタル信号を抽出する。この抽出されたデジタル信号は、逆拡散部 42 に与えられる。

フィンガ 40 a は、また、PN 符号発生部 43 を備えている。PN 符号発生部 43 には、バス検索器 30 から遅延時間データが与えられるようになっている。PN 符号発生部 43 は、この遅延時間データにより規定される遅延時間だけ遅らせたタイミングで PN 符号を出力し、逆拡散部 42 に与える。  
20

逆拡散部 42 は、セレクタ 41 から与えられたデジタル信号に対して、PN 符号発生部 43 から出力される PN 符号を乗じる。その結果、  
25 デジタル信号は逆拡散される。これにより、復調信号を得ることがで

きる。

この場合、PN符号は、上述したように、遅延時間データに応じたタイミングで逆拡散部42に与えられる。したがって、逆拡散部42により逆拡散される結果得られる復調信号は、他のパスとの間の時間ずれを  
5 解消したものとなる。このように、他パスとの間の時間ずれを解消した復調信号は、データ遅延部44に与えられる。

データ遅延部44は、遅延RAMを有している（図示せず）。データ遅延部44は、逆拡散部42から与えられる復調信号を遅延RAMに書き込んだ後、平均化スロット数に基づいた所定のタイミングで読み出す  
10 ことにより、復調信号に対して位相推定のための遅延を持たせる。

具体的には、後述する位相推定値は、複数スロットのパイロット信号に基づいて求められる。そのため、データ遅延部44は、この演算が終了するまで復調信号を待機させるのに必要な容量の遅延RAMを有し、この遅延RAMに復調信号を書き込むことにより、復調信号の出力タイ  
15 ミングを遅延させる。また、このとき、遅延RAMからの復調信号の読み出しは、遅延時間差を吸収したシンボル単位で行われる。したがって、復調信号の読み出しタイミングは、すべてのフィンガ40において同期する。したがって、データ遅延部44は、他パスとの間の時間ずれを解消する機能も有する。

20 一方、各有効パスのデジタル信号は、時間領域だけでなく位相領域においてもずれる。具体的には、各有効パスのデジタル信号は、伝搬パスの環境により、その位相が所期の位相から所定角度回転する。そのため、フィンガ40aは、位相補償を実行する。

さらに詳述すれば、フィンガ40aは、位相推定部45を有している。  
25 位相推定部45は、復調信号の複数スロットのパイロット信号に基づいて位相推定値 $w_n$ を求める。この求められた位相推定値 $w_n$ は、インタ

フェース部（以下「I/F部」という。）46に与えられる。

I/F部46は、フィンガ40aと補償係数演算器40bとを接続する際のインタフェースとして機能するものである。さらに詳述すれば、I/F部46は、読出レジスタ46aおよび書込レジスタ46bを有している。位相推定値 $w_n$ は、I/F部46の読出レジスタ46aに与えられる。読出レジスタ46aは、この位相推定値 $w_n$ を補償係数演算器40bに与える。

補償係数演算器40bは、専用LSIまたは専用DSPにより構成されるもので、位相推定値 $w_n$ に基づいて、ウェイト/位相補償係数 $\alpha$ を所定の演算プログラムに従って求める。ウェイト/位相補償係数 $\alpha$ は、ウェイト制御および位相補償制御を同時に実現するためのものである。演算処理についてより具体的に説明すれば、補償係数演算器40bは、位相推定値 $w_n$ に基づいてウェイト係数 $w_n'$ を求める。その後、補償係数演算器40bは、 $\alpha = w_n * w_n'$ （ただし、 $*$ は乗算を意味する。）という演算をソフトウェアで実行することにより、ウェイト/位相補償係数 $\alpha$ を求める。

補償係数演算器40bは、 $n$ 個のフィンガ40aにおいて共用されるもので、各フィンガ40aごとの補償係数演算処理を時分割で実行する。したがって、各フィンガ40aごとに補償係数演算器を備える必要がない。そのため、各フィンガ40aごとに補償係数演算器を備える場合に比べて、フィンガ40の回路規模を縮小することができる。

なお、上記説明では、位相推定値 $w_n$ をフィンガ40に備えられた位相推定部45において求めるようにしている。しかし、たとえば、フィンガ40に位相推定部45を備えずに、補償係数演算器40bにおいて位相推定値 $w_n$ を求めるようにしてもよい。この場合、逆拡散の結果得られる復調信号は、I/F部46の読出レジスタ46aに直接与えられ

た後、読出レジスタ 46 a から補償係数演算器 40 b に与えられることになる。

この構成によれば、フィンガ 40 に位相推定部 45 を備える必要がないから、フィンガ 40 の回路規模を一層縮小することができる。

- 5     その後、補償係数演算器 40 b は、求められたウエイト／位相補償係数  $\alpha$  を I/F 部 46 に与える。ウエイト／位相補償係数  $\alpha$  は、I/F 部 46 の書込レジスタ 46 b に書き込まれる。書込レジスタ 46 b は、ウエイト／位相補償係数  $\alpha$  をセレクタ 46 c に与える。

- 10     セレクタ 46 c には、ウエイト／位相補償係数  $\alpha$  の他に、位相推定部 45 から位相推定値  $w_n$  が与えられる。セレクタ 46 c は、この実施形態 1 において想定されている DBF モード時においては、書込レジスタ 46 b から与えられるウエイト／位相補償係数  $\alpha$  を選択する。一方、セレクタ 46 c は、DBF モード以外のモードに設定されているときには、位相推定部 45 から与えられる位相推定値  $w_n$  を選択する。セレクタ 46 c は、選択したデータを位相補償部 47 に与える。

- 20     位相補償部 47 は、乗算器で構成されている。位相補償部 47 は、タイミング補正後の復調信号  $x_n$  に対してウエイト／位相補償係数  $\alpha$  を乗じる。その結果、復調信号  $x_n$  の位相が位相推定値  $w_n$  に応じた角度だけ回転される。これにより、パス間の位相ずれが解消される。こうして、位相補償が達成される。

- 25     同時に、復調信号  $x_n$  にはウエイト制御が施される。この処理は、当該復調信号  $x_n$  の元となる電波が到来してきた方向に指向を向けたビームを形成することと等価となる。たとえば、第 4 図(a)に示されるビームパターン SB1 および SB2 が、第 4 図(b)に示すように、0 度に指向した 1 つのビームパターン B となる。したがって、復調信号の S/N を向上できる。こうして、位相補償およびウエイト制御が施された後の

復調信号は、フィンガ40aの出力信号としてRAKE合成器50に与えられる。

RAKE合成器50には、複数のフィンガ40aからフィンガ出力信号が与えられる。RAKE合成器50は、各フィンガ出力信号をRAKE合成する。その結果、最終的な復調信号に相当するRAKE合成信号が作成される。RAKE合成信号は、有効パスを伝搬してきた電波に含まれていた復調信号の合成結果であるから、ビット誤り率も低く、有効なデータとして利用することができる。

以上のようにこの実施形態1によれば、ウェイト／位相補償係数 $\alpha$ を復調信号 $x_n$ に乘じることにより、ウェイト制御および位相補償制御を1つの位相補償部47で同時に実行している。したがって、ウェイト制御および位相補償制御を別回路で個別に行っていた従来技術と比べて、回路規模を縮小することができる。そのため、安価な基地局を得ることができる。

また、ウェイト／位相補償係数 $\alpha$ をソフトウェアにより求めるようにしているから、アルゴリズムの変更を容易に行うことができる。したがって、電波の伝搬パスの環境に適した形でウェイト／位相補償係数 $\alpha$ を求めることができる。そのため、ウェイト制御および位相補償制御をより高精度に行うことができる。

## 20 実施の形態2.

第6図は、この発明の実施形態2に係る受信装置または復調器が適用されるセルラシステムに備えられる基地局の受信装置の内部構成を示すブロック図である。第6図において、第2図および第5図と同じ機能部分については同一の参照符号を使用する。

上記実施形態1では、この発明をビームスペース方式の受信装置に適用する場合を例にとっている。これに対して、この実施形態2では、こ



の発明をエレメントスペース方式の受信装置に適用する場合を例にとっている。

より詳述すれば、この実施形態 2 に係る基地局 2 の受信装置 4 は、各素子アンテナ 10 a ~ 10 d のアンテナ出力信号を周波数変換部 22 に  
5 おいて高周波から中間周波にそれぞれ変換する。すなわち、このエレメントスペース方式の受信装置 4 においては、ビームスペース方式の受信装置と異なり、素子アンテナ 10 a ~ 10 d から出力されるアンテナ出力信号をそれぞれ個別に処理する。

その後、周波数変換後のアンテナ出力信号を A/D 変換部 23 においてそれぞれデジタル信号に変換する。デジタル信号は、パス検索器  
10 30 に与えられる。パス検索器 30 は、デジタル信号に基づいて有効パスを検出する。

また、各デジタル信号は、n 個のフィンガ 40 a にそれぞれ与えられる。さらに詳述すれば、各素子アンテナ 10 a ~ 10 d にそれぞれ対応するデジタル信号は、1 つのフィンガ 40 a に備えられている複数の  
15 サブフィンガ 60 にそれぞれ与えられる。サブフィンガ 60 は、素子アンテナ 10 a ~ 10 d ごとに設けられている。この実施形態 2 の場合には、素子アンテナ 10 a ~ 10 d は 4 個なので、サブフィンガ 60 の数も 4 個となる。

20 サブフィンガ 60 は、第 5 図に示されるフィンガ 40 a の内部構成と同一の構成を有する。すなわち、この実施形態 2 では、1 つのパスを介して伝搬してきた電波に対応する各素子アンテナ 10 a ~ 10 d のアンテナ出力信号を、1 つのフィンガ 40 a の異なるサブフィンガ 60 においてそれぞれ復調するようにしている。

25 具体的には、各サブフィンガ 60 においては、各素子アンテナ 10 a ~ 10 d に対応する各デジタル信号に対して、ウェイト/位相補償係

数 $\alpha$ を用いたウエイト制御および位相補償制御が施される。この場合、ウエイト制御および位相補償制御は、1つの位相補償部47において同時に実行される。ウエイト／位相補償係数 $\alpha$ は、実施形態1と同様に、すべてのサブフィンガ60において共用される1つの補償係数演算器450bにおいて求められる。

このように、複数の素子アンテナ10a～10dのアンテナ出力信号に対してそれぞれ別個にウエイト制御および位相補償制御を行う方式を、エレメントスペース方式と呼んでいる。

1つのフィンガ40aからは、4つのフィンガ出力信号が出力される。  
10 したがって、すべてのフィンガ40aからは、 $4 \times n$ 個のフィンガ出力信号が出力される。これら $4 \times n$ 個のフィンガ出力信号は、RAKE合成器50に与えられる。そして、RAKE合成器50において $4 \times n$ 個のフィンガ出力信号が合成されることにより、最終的な復調信号に相当するRAKE合成信号が得られる。

15 以上のようにこの実施形態2によれば、エレメントスペース方式においてもウエイト制御および位相補償制御を1つの位相補償部47において同時に行うから、上記実施形態1と同様に、フィンガの回路規模を縮小することができる。

他の実施形態。

20 以上、この発明の2つの実施形態について説明してきた。しかし、この発明が他の実施形態を採り得るのはもちろんである。たとえば上記実施形態では、この発明を基地局に適用する場合を例にとって説明している。しかし、この発明は、車載受信機など他の移動通信機器に対しても容易に適用することができる。

## 請求の範囲

1. CDMAを採用した移動通信システムに適用される受信装置であって、

5     アンテナと、

      このアンテナのアンテナ出力信号をディジタル信号に変換するA/D変換器と、

      上記アンテナのアンテナ出力信号に基づいて、伝搬経路を検索するパス検索器と、

10    上記A/D変換器から出力されるディジタル信号を入力信号とする複数のフィンガと、

      この複数のフィンガの各出力信号を合成する合成器とを備え、

      上記各フィンガは、上記A/D変換器から出力されるディジタル信号のうち上記パス検索器により検索された伝搬経路に対応するディジタル  
15    信号を逆拡散して復調信号を作成する復元手段と、この復元手段により作成された復調信号に基づいて位相推定値を求める位相推定手段と、この位相推定手段により求められた位相推定値に基づいて得られるウェイト制御および位相補償制御を同時に実現するためのウェイト/位相補償係数を上記復調信号に乗算し、当該フィンガの出力信号を得る1つの補  
20    償手段とをそれぞれ含むものであることを特徴とする移動通信システムに適用される受信装置。

2. 請求項1において、

      上記アンテナは、複数の素子アンテナを含むものであり、

      上記複数の素子アンテナから出力される信号の位相を調整することにより、複数の方向に向く複数の副ビームを形成し、各副ビームに対応する  
25    信号をアンテナ出力信号として出力する固定ビーム形成器をさらに備

え、

上記A/D変換器は、上記固定ビーム形成器から出力される各副ビームに対応するアンテナ出力信号をデジタル信号に変換するものであることを特徴とする移動通信システムに適用される受信装置。

5 3. 請求項1において、

上記アンテナは、複数の素子アンテナを含むものであり、

上記A/D変換器は、上記各素子アンテナのアンテナ出力信号をデジタル信号に変換するものであり、

- 10 上記フィンガに含まれる復元手段、位相推定手段および補償手段は、  
各素子アンテナごとに複数設けられており、上記A/D変換器から出力される各素子アンテナにそれぞれ対応し、かつ上記パス検索器により検索された伝搬経路に対応するデジタル信号をそれぞれ処理対象とするものであることを特徴とする移動通信システムに適用される受信装置。

- 15 4. 請求項1において、上記複数のフィンガにおいてそれぞれ求められた位相推定値に基づいて、上記ウエイト/位相補償係数を各フィンガごとに時分割でそれぞれ求め、この求められた各ウエイト/位相補償係数を各フィンガにそれぞれ与える1つの補償係数演算器をさらに備えることを特徴とする移動通信システムに適用される受信装置。

- 20 5. CDMAを採用した移動通信システムに適用される受信装置であって、アンテナ出力信号に対応するデジタル信号を作成する機能、アンテナ出力信号に基づいて伝搬経路を検索する機能およびフィンガ出力信号を合成する機能を有する受信装置に備えられ、複数のフィンガを有する復調器において、

上記各フィンガは、それぞれ、

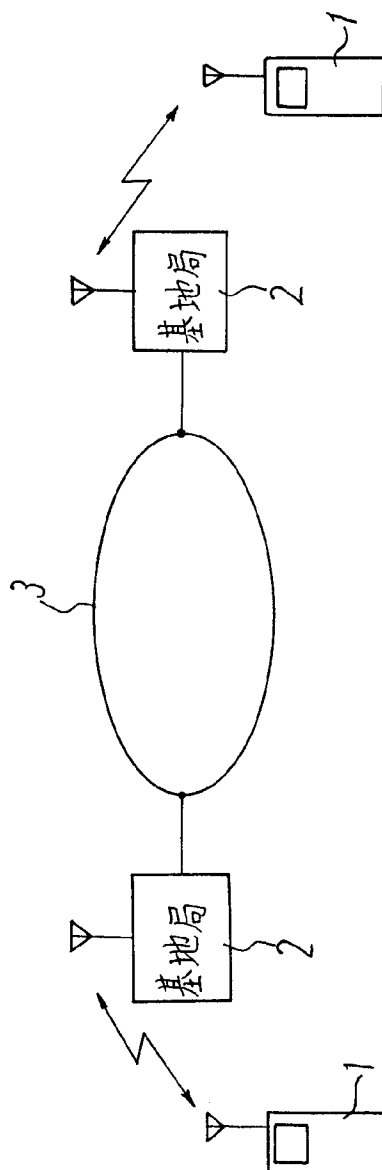
- 25 上記デジタル信号のうち上記検索された伝搬経路に対応するデジタル信号を逆拡散して復調信号を作成する復元手段と、

この復元手段により作成された復調信号に基づいて位相推定値を求める位相推定手段と、

- この位相推定手段により求められた位相推定値に基づいて得られるウェイト制御および位相補償制御を同時に実現するためのウェイト／位相
- 5 補償係数を上記復調信号に乗算し、当該フィンガの出力信号を得る 1 つの補償手段とを含むことを特徴とする復調器。

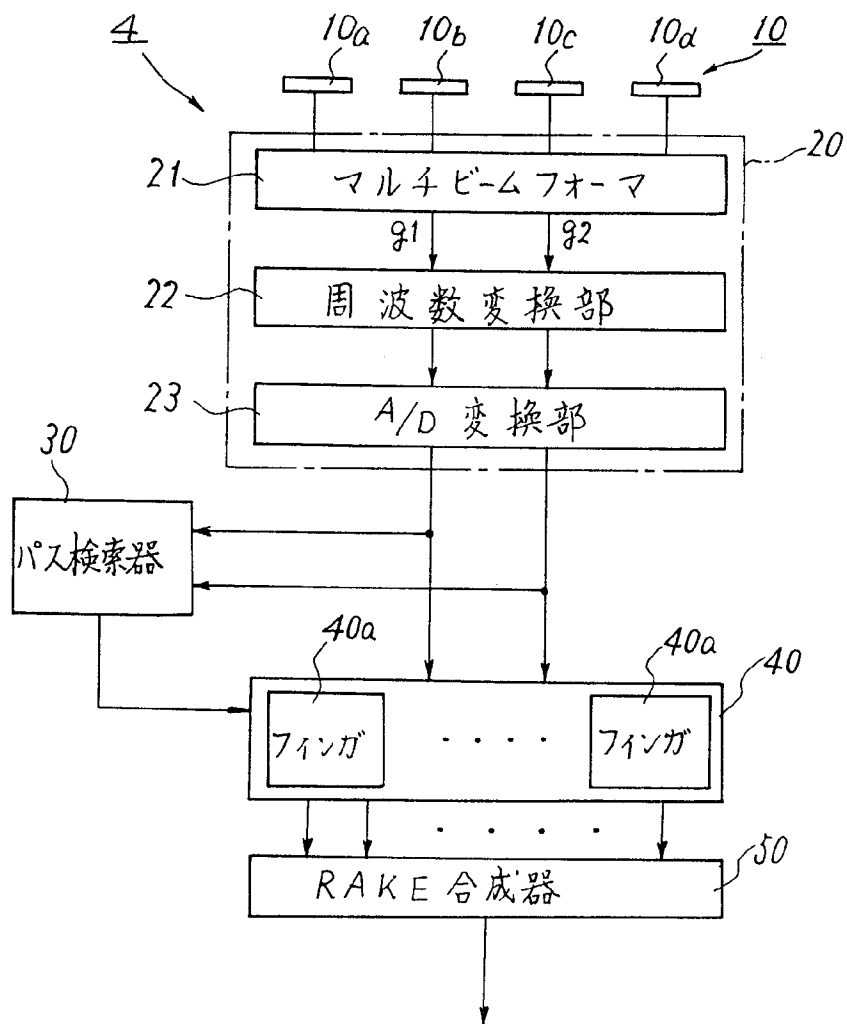
6. 請求項 5 において、上記複数のフィンガにおいてそれぞれ求められた位相推定値に基づいて、上記ウェイト／位相補償係数を各フィンガごとに時分割でそれぞれ求め、この求められた各ウェイト／位相補償係数
- 10 を各フィンガにそれぞれ与える 1 つの補償係数演算器をさらに備えることを特徴とする復調器。

【図1】

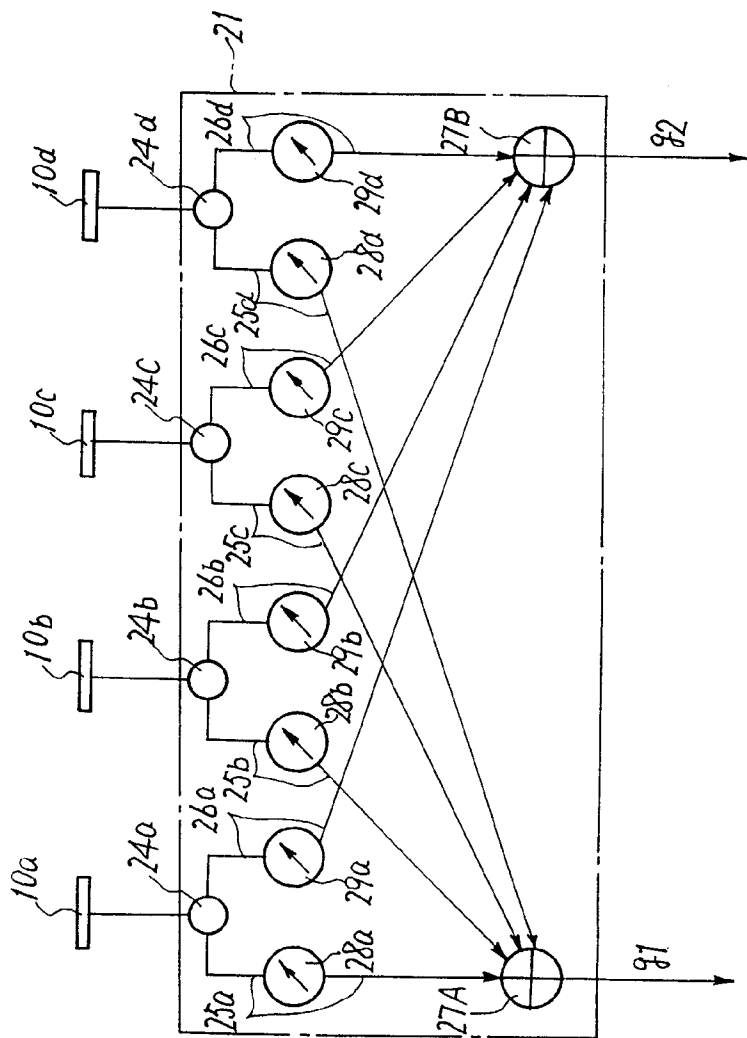


2/7

【図2】

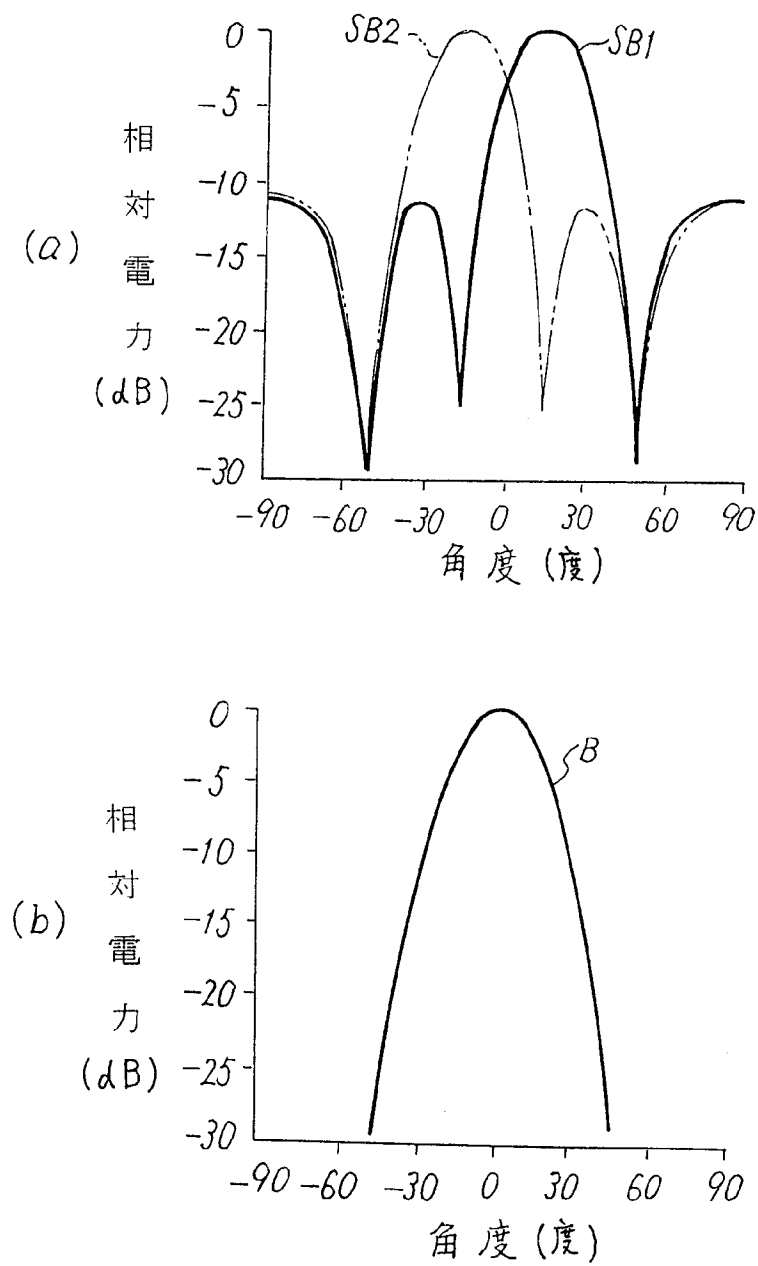


【図3】

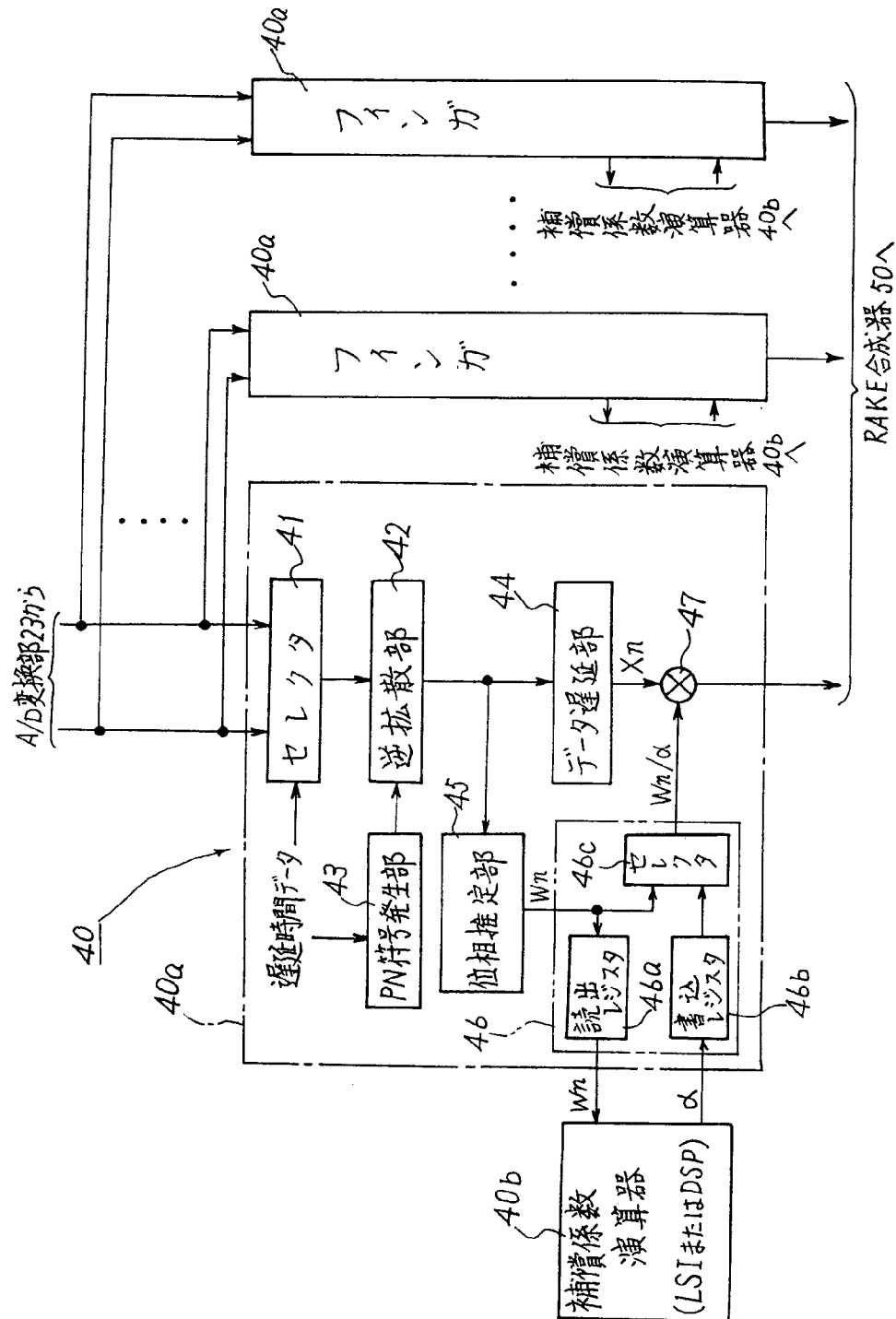




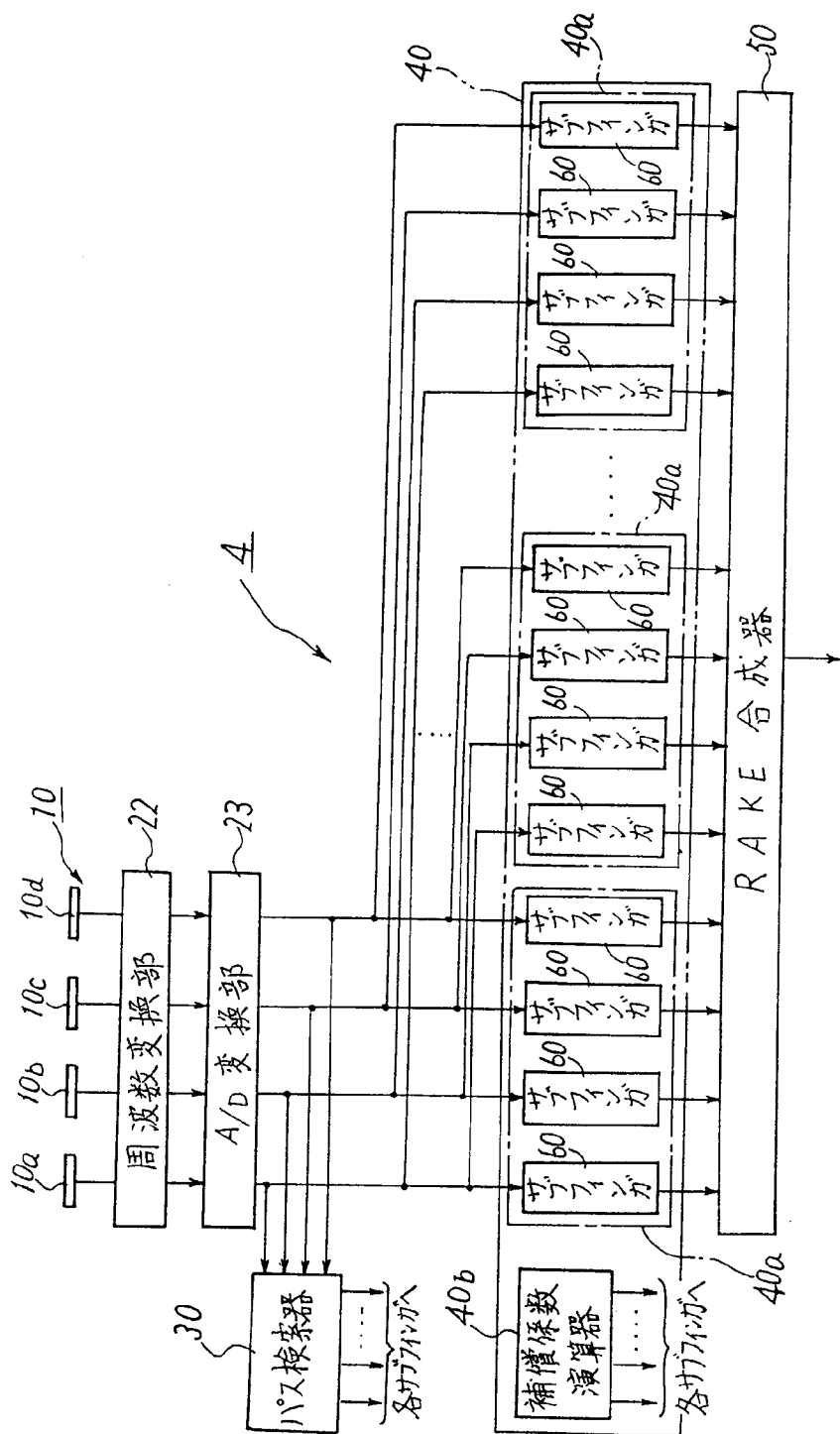
【図4】



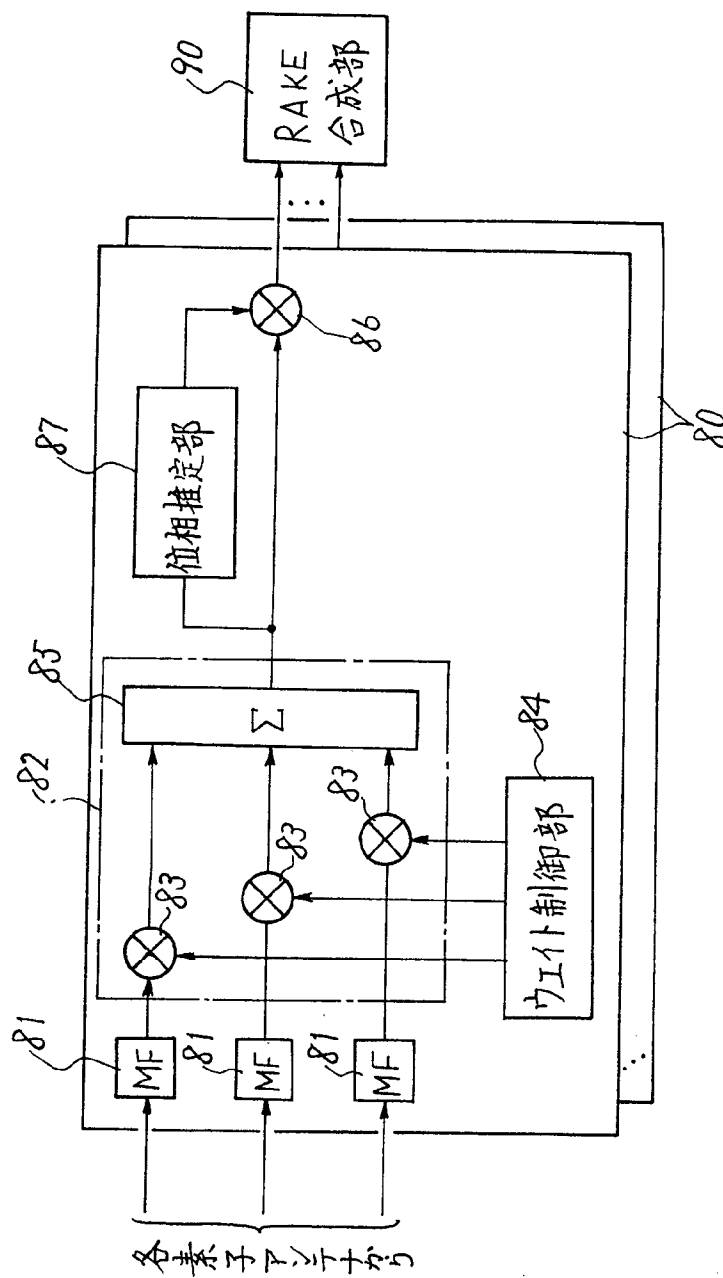
【圖5】



【図6】



【図7】



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP98/05215

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
Int.Cl<sup>6</sup> H04J13/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl<sup>6</sup> H04J13/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho (Y1, Y2)	1926-1999	Toroku Jitsuyo Shinan Koho (U)	1994-1999
Kokai Jitsuyo Shinan Koho (U)	1971-1999	Jitsuyo Shinan Toroku Koho (Y2)	1996-1999

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP, 2-90743, A (Mitsubishi Heavy Industries, Ltd.), 30 March, 1990 (30. 03. 90), Fig. 1 (Family: none)	1-6
A	JP, 9-74372, A (Mitsubishi Heavy Industries, Ltd.), 18 March, 1997 (18. 03. 97), Fig. 1 & WO, 97-09793	1-6

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.
 ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search  
10 February, 1999 (10. 02. 99)Date of mailing of the international search report  
23 February, 1999 (23. 02. 99)Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))  
Int. Cl.<sup>8</sup> H04J13/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))  
Int. Cl.<sup>8</sup> H04J13/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 (Y1, Y2) 1926-1999  
日本国公開実用新案公報 (U) 1971-1999  
日本国登録実用新案公報 (U) 1994-1999  
日本国実用新案登録公報 (Y2) 1996-1999

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	J P, 2-90743, A (三菱電機株式会社), 30. 3月. 1990 (30. 03. 90) 図1 (ファミリーなし)	1~6
A	J P, 9-74372, A (三菱電機株式会社), 18. 3月. 1997 (18. 03. 97) 図1 & WO 97-09793	1~6

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

\* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの  
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの  
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)  
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの  
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの  
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの  
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

10. 02. 99

国際調査報告の発送日

23.02.99

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

石井 研一

5K

8124

電話番号 03-3581-1101 内線 3555